(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum Internationales Büro





(43) Internationales Veröffentlichungsdatum 18. November 2004 (18.11.2004)

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer WO 2004/100482 A1

(51) Internationale Patentklassifikation7:

H04L 27/36

(21) Internationales Aktenzeichen:

PCT/EP2004/050425

(22) Internationales Anmeldedatum:

2. April 2004 (02.04.2004)

(25) Einreichungssprache:

Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache:

Deutsch

(30) Angaben zur Priorität: 10320420.2

7. Mai 2003 (07.05.2003) DE

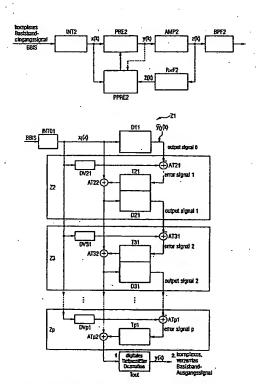
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, MÜNCHEN 80333 (DE).

- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): JELONNEK, Björn [DE/DE]; Rohrweg 28, 89079 Ulm (DE).
- (74) Gemeinsamer Vertreter: SIEMENS AKTIENGE-SELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, MÜNCHEN 80506 (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: ARRANGEMENT AND METHOD FOR THE DIGITAL PRE-DISTORTION OF A COMPLEX BASEBAND INPUT SIGNAL

(54) Bezeichnung: ANORDNUNG UND VERFAHREN ZUR DIGITALEN VORVERZERRUNG EINES KOMPLEXEN BASIS-BAND-EINGANGSSIGNALS



COMPLEX BASEBAND INPUT SIGNAL

DIGITAL LOW-PASS FILTER DECIMATION COMPLEX DISTORTED BASEBAND OUTP

(57) Abstract: The invention relates to an arrangement and a method for creating a pre-distorted signal y(k) from an interpolated broadband baseband signal x(k) for a transmitter power amplifier having at least three branches to which the signal x(k) is respectively connected on the input side. A first branch contains a distortion device for taking into account memory effects of the transmitter power amplifier to which the signal x(k) is supplied on the input side. Where 2=j=n, each other j-th branch contains the following serially mounted elements: a deceleration device with a signal x(k) supplied on the input side, a first adder, a digital low-pass filter, and a second adder, the output signal formed by the second adder being used to create the pre-distorted signal y(k). The distortion device pertaining to the first branch is connected, on the input side, to another input of the second adder of the second branch, and on the output side, to another input of the first adder of the second branch.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft eine Anordnung und ein Verfahren zur Bildung eines vorverzerrten Signals y(k) aus einem interpolierten breitbandigen Basisband-Signal x(k) für einen Sendeleistungsverstärker mit mindestens drei Zweigen, an die das Signal x(k) jeweils eingangsseitig angeschaltet ist. Dabei beinhaltet ein erster Zweig eine Verzerrungseinrichtung zur Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers, dem das Signal x(k) eingangsseitig zugeführt ist. Mit 2≤j≤n beinhaltet jeder weitere j-te Zweig seriell aneinandergeschaltet eine Verzögerungseinrichtung mit eingangsseitig zugeführtem Signal x(k), einen ersten Addierer, ein digitales Tiefpassfilter und einen zweiten Addierer, wobei das über den zweiten Addierer gebildete Ausgangssignal zur Bildung des vorverzerrten Signals y(k) verwendet wird. Die Verzerrungseinrichtung des ersten Zweigs ist eingangsseitig mit einem weiteren Eingang des zweiten Addierers des zweiten Zweigs und ausgangsseitig mit einem weiteren Eingang des ersten Addierers des zweiten Zweigs verbunden.



TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

- mit internationalem Recherchenbericht
- vor Ablauf der f\u00fcr \u00e4nderungen der Anspr\u00fcche geltenden Frist; Ver\u00f6ffentlichung wird wiederholt, falls \u00e4nderungen eintreffen

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

Beschreibung

Anordnung und Verfahren zur digitalen Vorverzerrung eines komplexen Basisband-Eingangssignals

5

Die Erfindung betrifft eine Anordnung und ein Verfahren zur digitalen Vorverzerrung eines komplexen Basisband-Eingangssignals, das zur Erzeugung eines hochfrequenten Mehrträger-Sendesignals einem Sendeleistungsverstärker zugeführt wird.

10

15

Bei neu eingeführten Funkkommunikationssystemen, wie beispielsweise beim EDGE- oder beim UMTS-Mobilfunksystem, werden
lineare Modulationsformen verwendet, bei denen auf eine konstante Momentanleistung eines Sendesignals verzichtet wird.
Eine dabei auftretende Sendesignal-Maximalamplitude liegt dabei typischerweise wesentlich über dem Mittelwert einer zugehörigen Sendeleistung.

Zusätzlich wird bei den neu eingeführten Funkkommunikationssystemen der Einsatz von Mehrträger-Übertragungsverfahren
(Multicarrier-Ansatz) geplant, bei dem mehrere Sendesignale
mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen mit einem hohem Trägerfrequenzabstand moduliert und einem Sendeverstärker zugeführt werden. Durch eine kohärente Überlagerung aller Sendesignale treten dabei Maximalamplituden auf, die deutlich über
dem Mittelwert der zugehörigen Sendeleistung liegen. Ein Sendeleistungsverstärker muss somit entsprechenden Leistungsreserven für einen linearen Verstärkerbetrieb vorhalten.

30 Nichtlinearitäten des Sendeleistungsverstärkers beeinflussen den Wirkungsgrad des gesamten Funkkommunikationssystems.

Nachteilig entstehen durch die Nichtlinearitäten Intermodulationsprodukte, deren Trägerfrequenzen als Interferenzen zu

WO 2004/100482

2

nutzende Trägerfrequenzen stören. Diese störenden Interferenzen werden unterdrückt, indem eine als "Predistortion" bezeichnete Vorverzerrung eines Leistungsverstärker-Eingangssignals durchgeführt wird. Zu unterscheiden ist hier zwischen einer sogenannten "analogen" und einer "digitalen Vorverzerrung", wobei die digitale Vorverzerrung eine einfache Reproduzierbarkeit und eine höhere Flexibilität bietet.

Ein prinzipielles Blockschaltbild gemäß dem Stand der Technik wird beispielsweise in FIG 13 gezeigt.

Ein komplexes digitales Basisband-Eingangssignal BBIS ist sowohl an eine Einrichtung zur Vorverzerrung PRE eines Vorwärtszweiges als auch an eine Einrichtung zur Parameterschätzung PPRE angeschaltet. Der Vorwärtszweig beinhaltet neben der Einrichtung zur Vorverzerrung PRE eine seriell nachgeschaltete Kompensationseinrichtung COM, einen Digital-Analog-Wandler DAC, ein lineare Verzerrungen verursachendes Sendefilter TxF, einen Modulator MOD und einen Sendeleistungsverstärker AMP.

Am Ausgang des Sendeleistungsverstärkers AMP liegt ein breitbandiges hochfrequentes Mehrträgersendesignal vor. Der Sendeleistungsverstärker AMP ist ausgangsseitig mit einem in einem Rückkoppelzweig angeordneten Demodulator DEM verbunden. Der Rückkoppelzweig weist einen seriell auf den Demodulator DEM folgendes Empfangsfilter RxF und einen Analog-Digital-Wandler ADC auf, der ausgangsseitig mit der Einrichtung zur Parameterschätzung PPRE verbunden ist.

30

20.

Die Einrichtung zur Parameterschätzung PPRE bildet Parameter für eine durchzuführende Vorverzerrung des Basisband-Eingangssignals BBIS, wobei die gebildeten Parameter an die WO 2004/100482 PCT/EP2004/050425

. 3

Einrichtung zur Vorverzerrung PRE übermittelt werden. Mit Hilfe der Kompensationseinrichtung COM werden lineare Verzerrungen des Sendefilters TxF, des Modulators MOD und teilweise des Sendeleistungsverstärkers AMP ausgeglichen.

5

10

15

Bei der durchzuführenden digitalen Vorverzerrung ist eine Einschränkung einer Sendesignal-Bandbreite notwendig, da bei der Einrichtung zur Vorverzerrung PRE eine statische Nichtlinearität des Sendeleistungsverstärkers AMP angenommen und invertiert nachgebildet wird. Zur genauen Realisierung der digitalen Vorverzerrung ist unter Berücksichtigung der statischen Nichtlinearität des Sendeleistungsverstärkers AMP zumindest eine Wiedergabe einer dritten bzw. fünften Harmonischen des Mehrträger-Sendesignals notwendig, wodurch für den verwendeten D/A-Wandler DAC im Vorwärtszweig mindestens eine dreifache Bandbreite des Mehrträger-Sendesignals benötigt wird.

Gleiches gilt für den A/D-Wandler ADC im Rückkoppelzweig, dem
20 ein breitbandig vorverzerrtes Ausgangssignal der Einrichtung
zur Vorverzerrung PRE über die nachfolgenden Baugruppen (COM,
DAC, TxF, MOD, AMP, DEM und RxF) zugeführt wird. Bei einem
Mehrträger-Sendesignal mit einer Bandbreite von 60 MHz, entsprechend dem UMTS-Standard, werden somit sehr breitbandige
25 und kostenintensive A/D-Wandler bzw. D/A-Wandler benötigt.

Dabei ist abschließend noch zu erwähnen, dass sowohl die Parameterschätzung PPRE als auch die Vorverzerrung PRE mit einer Abtastfrequenz durchgeführt wird, die durch eine Taktfrequenz des verwendeten D/A-Wandlers DAC bzw. des A/D-Wandlers ADC bestimmt wird.

WO 2004/100482 PCT/EP2004/050425

4

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Anordnung und ein Verfahren für eine digitale Vorverzerrung eines komplexen Basisband-Eingangssignals, das zur Erzeugung eines hochfrequenten Mehrträger-Sendesignals einem Sendeleistungsverstärker zugeführt wird, derart zu realisieren, dass das Mehrträger-Sendesignal kostengünstig erzeugt wird und dabei sowohl in einem Nutzfrequenzband Interferenzen unterdrückt werden und in einem Umgebungsfrequenzbereich nur geringfügige Klirrkomponenten auftreten.

10

Die Aufgabe der Erfindung wird durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

- Mit Hilfe der vorliegenden Erfindung wird ein Signal x(k) durch eine nichtlineare Funktion, die Gedächtniseffekte eines Sendeleistungsverstärkers berücksichtigt, mit Hilfe einer Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung digital vorverzerrt. Derartige Gedächtniseffekte, sogenannte "Memory-
- 20 Effekte", entstehen beispielsweise durch hohe Aussteuerungen des Sendeleistungsverstärkers bzw. durch schnelle Zustandswechsel im Übertragungssystem.

Besonders vorteilhaft wird bei der vorliegenden Erfindung eine digitale Signalverarbeitung zur breitbandigen Vorverzerrung mit einer hohen digitalen Abtastfrequenz vorgenommen, während ein nachfolgender D/A-Wandler im Vorwärtszweig bzw.

A/D-Wandler im Rückkoppelzweig im Gegensatz dazu eine schmälere Bandbreite benötigt.

30

Durch die vorliegende Erfindung wird ermöglicht, dass innerhalb eines vom D/A-Wandler abgedeckten Nutzbandes eine Auslöschung eines durch Nichtlinearitäten des Sendeleistungsver-

stärkers erzeugten Fehlersignals erreicht wird. Damit wird ermöglicht, beim D/A-Wandler mit einer nur ein- bis zweifachen Abtastrate im Vergleich zur digitalen Abtastfrequenz zu arbeiten.

5

Die Erfindung findet beispielsweise Anwendung bei konventionellen Heterodyn- oder Superheterodyn-Konzepten mit nachfolgendem Leistungsverstärker und Filter bzw. findet standardübergreifend Verwendung bei Sendeleistungsverstärkern, die zur Verstärkung eines hochfrequenen

Im Folgenden wird die Erfindung anhand einer Zeichnung näher

Mehrträger-Sendesignals verwendet werden.

15

20

erläutert. Dabei zeigt:

- FIG 1 ein prinzipielles Blockschaltbild zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung,
- FIG 2 vergleichend zu FIG 1 ein vereinfachtes prinzipielles Blockschaltbild als zeitdiskretes Ersatzsystem zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung,
- FIG 3 ein auf einer Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild des in FIG 2 dargestellten Sendeleistungsverstärkers,
- FIG 4 vergleichend mit FIG 3 ein auf einer vereinfachten Lau-25 rent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild,
 - FIG 5 ein Implementierungsbeispiel mit Formeln zu einer in FIG 4 beschriebenen Parameterschätzung,
 - FIG 6 ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung,
- 30 FIG 7 ein auf einer vereinfachten Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild einer in FIG 6 dargestellten Verzerrungseinrichtung,

FIG 8 ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung unter Verzicht einer in FIG 6 vorgenommenen Vorverzerrung von Fehlersignalen,

- FIG 9 ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung unter Verzicht einer in FIG 8 vorgenommenen Vorverzerrung des Eingangssignals,
- FIG 10 ein prinzipielles Blockschaltbild mit zwei Sendeleistungsverstärkern zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung,
- 10 FIG 11 vergleichend zu FIG 10 ein vereinfachtes prinzipielles
 Blockschaltbild als zeitdiskretes Ersatzsystem zur
 Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung,

15

- FIG 12 ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung bei Verwendung zweier Sendeleistungsverstärker, und
- FIG 13 das in der Beschreibungseinleitung beschriebene prinzipielle Blockschaltbild gemäß dem Stand der Technik.

FIG 1 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild zur Anwendung 20 der erfindungsgemäßen Anordnung.

Ein komplexes digitales Basisband-Eingangssignal BBIS gelangt über eine Interpolationseinrichtung INT1 als Signal x(k) sowohl an eine Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE1 eines Hauptzweiges als auch an eine Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE1.

Der Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE1 ist eine Serienschaltung mit einer Kompensationseinrichtung COM1 zur Kompensation linearer Verzerrungen, mit einem D/A-Wandler DAC1, mit einem lineare Verzerrungen verursachenden Sendefilter TxF1, mit einem Modulator MOD1 und mit dem Sendeleistungsverstärker AMP1 nachgeschaltet.

Am Ausgang des Modulators MOD1 liegt ein Signal y(t) an, das über den Sendeleistungsverstärker AMP1 als hochfrequentes Mehrträgersendesignal z(t) einem Rückkoppelzweig zugeführt wird. Der Rückkoppelzweig weist seriell aufeinanderfolgend einen Demodulator DEM1, ein breitbandiges Empfangsfilter RxF1 und einen A/D-Wandler ADC1 auf, der ausgangsseitig an die Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE1 angeschaltet ist. Die Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE1 ist mit der Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE1 verbunden, wodurch geschätzte Parameter an die Einrichtung zur breitbandigen Verzerrung PRE1 gelangen.

Die digitale Signalverarbeitung erfolgt mit einer höheren di-5 gitalen Abtastfrequenz, während als D/A-Wandler DAC1 bzw. beim A/D-Wandler ADC1 Wandlertypen mit einer geringen Abtastfrequenz verwendbar sind.

Außerhalb eines gewünschten Sendesignal-Nutzbands werden ent-20 stehende Mischprodukte durch ein zusätzliches analoges, dem Sendeleistungsverstärker AMP1 nachgeschaltetes Bandpass-Filter BPF1 in ihrer Amplitude reduziert.

Die Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE1 benötigt breitbandige Informationen über Verzerrungen des gesamten in FIG 1 als Blockschaltbild dargestellten Übertragungssystems.

Dabei stellen die Bandbreiten und Abtastfrequenzen des verwendeten A/D-Wandlers ADC1 bzw. des D/A-Wandlers DAC1 ein prinzipielles Problem dar. Nachfolgend wird deshalb die Bandbreite des Empfangsfilters RxF1 derart modifiziert, dass höhere Nyquistfrequenzen beim A/D-Wandler ADC1 verwendet wer-

den, wodurch die Abtastfrequenz des A/D-Wandlers ADC1 reduziert werden kann.

Ein hierfür benötigter Algorithmus wird nachfolgend bei einer Modellierung des Sendeleistungsverstärkers AMP1 beschrieben, wobei ein gedächtnisbehaftetes, nichtlineares Übertragungssystem vorausgesetzt wird.

FIG 2 zeigt vergleichend zu FIG 1 ein vereinfachtes

10 prinzipielles Blockschaltbild als zeitdiskretes Ersatzsystem

zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung.

Im Vergleich zu FIG 1 wird nachfolgend angenommen, dass das Basisbandeingangssignal BBIS derart abgetastet wird, dass maximale Frequenzkomponenten des analogen Mehrträgersendesignals z(k) ausreichend gut beschrieben werden. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass der Demodulator DEM1 eine Bandpassfilterung um ein gewünschtes Nutzfrequenzband vornimmt.

Weiterhin werden Entzerrungen linearer Impulsantworten des D/A-Wandlers DAC1, des Sendefilters TxF1 und des Sendeleistungsverstärkers AMP1 zusammengefasst und durch die Kompensationseinrichtung COM1 als kompensiert betrachtet. Auftretende Nichtlinearitäten des D/A-Wandlers DAC1 und des Modulators
MOD1 werden mit Nichtlinearitäten des Sendeleistungsverstärkers AMP1 zusammengefasst.

Unter den oben genannten Voraussetzungen ergibt sich das in FIG 2 dargestellte vereinfachte Blockschaltbild zu FIG 1 im 30 äquivalenten zeitdiskreten Basisband.

Dabei gelangt ein durch Interpolation mittels einer Interpolationseinrichtung INT2 gebildetes Signal x(k) als Eingangs-

signal sowohl an eine Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE2 als auch an eine Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE2. Die Einrichtung zur breitbandigen Vorverzerrung PRE2 ist ausgangsseitig mit einem Sendeleistungsverstärker AMP2 verbunden, dem ein in das komplexe Basisband transformiertes Bandpassfilter BPF2 nachgeschaltet ist.

Der Sendeleistungsverstärker AMP2 ist ausgangsseitig an ein breitbandiges Empfangsfilter RxF2 angeschaltet, dem wiederum die Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE2 nachgeschaltet ist.

Der Sendeleistungsverstärker AMP2, dem von der Einrichtung

zur breitbandigen Vorverzerrung PRE2 ein Signal y(k) zugeführt wird, bildet daraus ein Signal z(k) als hochfrequentes
Mehrträger-Sendesignal, das in dieser Darstellung im komplexen Basisband betrachtet wird. Über den breitbandigen Empfangsfilter RxF2 gelangt das Signal z(k) an die Einrichtung

zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE2.

FIG 3 zeigt ein auf einer Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild des in FIG 2 dargestellten Sendeleistungsverstärkers AMP2. Dabei wird ein mittels breitbandigem
Empfangsfilter RxF2 realisierter Messempfänger mit berücksichtigt.

Mit Hilfe einer nachfolgend geschilderten Parameterschätzung wird das in FIG 2 dargestellte Signal z(k) mit Hilfe eines ebenfalls in FIG 2 dargestellten messbaren Signals $\overline{z}(k)$ auf Grundlage bekannter Signalwerte des Signals y(k) modelliert.

Es gilt als Voraussetzung bzw. als Zielfunktion:

$$\sum_{k} |z(k) - \hat{z}(k)|^2 = \min$$

Dabei ist $\hat{z}(k)$ als Nachbildung von z(k) zu betrachten.

5

Eine auf Parametern basierende Nachbildung von $\hat{z}(k)$ wird beispielsweise mit Hilfe einer Laurent-Reihenentwicklung durchgeführt:

$$\hat{z}(k-m) = \sum_{\nu} \alpha_{\nu} y(k-\nu) + \sum_{\nu_1} \sum_{\nu_2} \alpha_{\nu_1 \nu_2} y^*(k-\nu_1) y(k-\nu_2) + \sum_{\nu_1} \sum_{\nu_2} \widetilde{\alpha}_{\nu_1 \nu_2} y(k-\nu_1) y(k-\nu_2) + \sum_{\nu_1} \sum_{\nu_2} \sum_{\nu_2} \alpha_{\nu_1 \nu_2 \nu_3} y^*(k-\nu_1) y(k-\nu_2) y(k-\nu_3) + \dots$$

10 Für ein kausales System ist eine Verzögerungszeit m entsprechend wählbar.

Zur Reduzierung eines benötigten Realisierungsaufwands bzw.
zur Reduzierung von Berechnungszeiten ist es vorteilhaft, nur
15 bestimmte Teile der gezeigten Laurent-Reihenentwicklung zu
verwenden, da vergleichend mit FIG 1 nur ein bestimmter Frequenzbereich des Ausgangssignals z(t) des Leistungsverstärkers AMP1 linearisiert werden soll.

Durch quadratische Nichtlinearitäten des in FIG 1 dargestellten Sendeleistungsverstärkers AMP1 werden Mischfrequenzprodukte erzeugt, die jedoch durch Bandpasseigenschaften der
durchzuführenden Modulation im Vorwärtszweig (MOD1, AMP1)
bzw. Demodulation im Rückwärtszweig (DEM1, RxF1) unterdrückt
werden.

Somit treten bei einer idealen Modulation im Vorwärtszweig bzw. Demodulation mit Bandpassfilterung im Rückwärtszweig keine quadratischen Harmonischen im demodulierten komplexen Basisbandsignal auf, wobei diese Betrachtung für alle geradzahligen Harmonischen gilt.

Parasitäre Effekte, wie beispielsweise ein Übersprechen einer Mischfrequenz in einem Mischer-Ausgangssignal, führen zu geradzahligen Harmonischen beim Ausgangssignal der Demodulation, die allerdings eine sehr geringe Amplitude aufweisen. Soll nun eine Reduzierung der Gliederanzahl bei der Laurentreihenentwicklung für eine praktische Implementierung durchgeführt werden, ist es vorteilhaft, sich auf die ungeraden Harmonischen zu beschränken.

Es gilt dann:

$$\begin{split} \hat{z}(k-m) &\approx \sum_{\nu} \alpha_{\nu} y(k-\nu) + \sum_{\nu} \alpha_{3,\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-\nu) + \sum_{\nu} \alpha_{5,\nu} |y(k-\nu)|^4 y(k-\nu) + \dots \\ &+ \sum_{\nu} \alpha_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-1-\nu) + \sum_{\nu} \alpha_{\overline{\overline{3}},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k+1-\nu) + \dots \end{split}$$

20

FIG 3 zeigt nun ein auf dieser im Aufwand reduzierten Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild.

Dabei gelangt das Eingangssignal y(k) einerseits direkt über ein FIR-Filter FIR00 an einen Addierer ADD10 und andererseits über mehrere Betragsbildungs/Multiplikations-Einrichtungen BBE01 bis BBE0i an weitere FIR-Filter FIR01 bis FIR0i, die den Betragsbildungs/Multiplikations-Einrichtungen BBE01 bis BBE0i einzeln nachgeschaltet sind. Die weiteren FIR-Filter

FIR01 bis FIR0i sind ausgangsseitig mit dem Addierer ADD10 verbunden, mit dessen Hilfe das Signal $\hat{z}(k-m)$ gebildet wird.

Das Signal z(k) steht für einen in der Einrichtung zur breitbandigen Parameterschätzung PPRE2 implementierten Schätzalgorithmus nicht direkt zur Verfügung. Nichtideale Empfangsfilter, Mischer und A/D-Wandler verursachen zumindest teilweise einen linearen Frequenzgang beim Messempfänger, der gemäß FIG 2 Teil des breitbandigen Empfangsfilters ist.

10

Aus diesen Gründen wird statt der oben für eine Modellierung des Sendeleistungsverstärkers dargestellten Zielfunktion die Modellierung auf Grundlage empfangener, messbarer Signalwerte des Signals $\overline{z}(k)$ durchgeführt.

15

Für eine Adaption der Parameter wird als Zielfunktion verwendet:

$$\sum_{k} |\tilde{z}(k) - \hat{z}(k)|^2 = \min$$

Damit werden Eigenschaften des Sendeleistungsverstärkers bezogen auf seinen linearen Frequenzgang ausgeblendet. Es wird
so verfahren, als ob ein Frequenzgang des Sendeleistungsverstärkers konstant über einen betrachteten Frequenzbereich wäre. Ziel der hier verwendeten Modellierung ist im wesentlichen die Modellierung und spätere Reduzierung nichtlinearer
Eigenschaften des Sendeleistungsverstärkers AMP2.

Wie nachfolgend dargestellt, werden dabei exakte Kenntnisse seiner linearen Eigenschaften nicht benötigt, weshalb lineare Gedächtniseffekte von nichtlinearen Gedächtniseffekten getrennt werden. Es ergibt sich eine modifizierte Laurent-Reihenentwicklung, die in den nachfolgenden Formeln wieder beispielhaft auf die im Wesentlichen ungeraden Harmonischen beschränkt wird:

$$\widehat{z}(k-m) = \sum_{\nu} \overline{\alpha}_{\nu} \widetilde{z}(k-m-\nu)$$

 $\widetilde{z}(k-m_1) = y(k-L) + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{5,\nu} |y(k-\nu)|^4 y(k-\nu) + \dots$ $+ \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-1-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k+1-\nu) + \dots$

Aufgrund der durchgeführten Zerlegung ist die Anzahl der zu adaptierenden Parameter des Sendeleistungsverstärker-Modells reduziert. Mit dem Einsetzen von $\tilde{z}(k)$ in die Gleichung von $\tilde{z}(k)$ erhält man ein nichtlineares Gleichungssystem, bezogen auf die Parameter $\overline{\alpha}$ und β .

$$\overline{z}(k-m) = \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu} y(k-L-\mu) \right] + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu} |y(k-\nu-\mu)|^{2} y(k-\nu-\mu) \right] \\
+ \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu} |y(k-\nu-\mu)|^{4} y(k-\nu-\mu) \right] + \dots \\
+ \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu} |y(k-\nu-\mu)|^{2} y(k-1-\nu-\mu) \right] + \dots$$

15 FIG 4 zeigt nun vergleichend mit FIG 3 ein auf dieser Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild.

Dabei gelangt das Eingangssignal y(k) einerseits direkt über eine Verzögerungseinrichtung VZE21 an einen Addierer ADD20 und andererseits über mehrere Betragsbildungs/Multiplikations-Einrichtungen BBE21 bis BBE2i an FIR-Filter FIR21 bis FIR2i, die den Betragsbildungs/Multiplikations-Einrichtungen

BBE21 bis BBE2i einzeln nachgeschaltet sind. Die FIR-Filter FIR21 bis FIR2i sind ausgangsseitig mit dem Addierer ADD20 verbunden, mit dessen Hilfe ein Signal $\tilde{z}(k-m)$ gebildet wird. Dieses Signal $\tilde{z}(k-m)$ gelangt an ein dem Addierer ADD20 nachgeschaltetes FIR-Filter FIR20, mit dessen Hilfe lineare Verzerrungen im Messempfänger berücksichtigt werden. Mittels dem FIR-Filter FIR20 wird letztendlich das Signal $\hat{z}(k-m)$ gebildet.

Vergleichend mit FIG 3 beinhaltet die hier dargestellte vereinfachte Laurent-Reihenentwicklung in einem sogenannten direkten Zweig lediglich die Verzögerungseinrichtung VZE21, mit deren Hilfe eine Zeitverzögerung um L Zeiteinheiten realisiert wird.

15·

Aufgrund der oben dargestellten Zielfunktion im Sinne eines minimalen Fehlerquadrats werden bei gegebenen Parametern $\overline{\alpha}$ die Parameter β durch Lösen eines linearen Gleichungssystems bestimmt.

20

Die Parameter $\overline{\alpha}$ sind beispielsweise durch einen Iterationsprozess bestimmbar. Nachfolgend werden zwei beispielhafte Lösungsansätze beschrieben.

In einem ersten Lösungsansatz wird eine lineare Rx-Impulsantwort direkt geschätzt. Dabei stellt ein zusätzlicher Index i einen i-ten Schritt des Iterationsprozesses dar. Durch eckige Klammern werden verwendete Basisvektoren markiert.

Es gilt:

$$\begin{split} \widehat{z}_{l}(k-m) &= \sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l} \big[y(k-L-\nu-\mu) \big] + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \bigg[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \, | \, y(k-\nu-\mu) \big]^{2} \, y(k-\nu-\mu) \bigg] \\ &+ \sum_{\nu} \beta_{5,\nu} \bigg[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \, | \, y(k-\nu-\mu) \big]^{4} \, y(k-\nu-\mu) \bigg] + \dots \\ &+ \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} \bigg[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \, | \, y(k-\nu-\mu) \big]^{2} \, y(k-1-\nu-\mu) \bigg] + \dots \end{split}$$

Dieses Gleichungssystem kann mit einer Faltungsmatrix $\underline{Y_1}$ dargestellt werden:

$$\underline{\underline{z}} = \underline{Y} \begin{bmatrix} \underline{\overline{\alpha}_l} \\ \underline{\beta}_l \end{bmatrix}, \text{ wobel der Vektor } \underline{\underline{z}} = \begin{bmatrix} \underline{\widetilde{z}}(k) \\ \underline{\widetilde{z}}(k-1) \\ \underline{\widetilde{z}}(k-2) \end{bmatrix} \text{ und der Vektor } \begin{bmatrix} \underline{\alpha_l} \\ \underline{\beta_l} \end{bmatrix} \text{ die }$$

Parameter enthält.

tierte Verfahren einsetzbar.

10 Vektoren und Matrizen werden unterstrichen dargestellt. Damit ist die Lösung im Sinne eines minimalen Fehlerquadrates gegeben durch:

$$\left[\frac{\overline{\alpha_i}}{\beta_i}\right] = (\underline{Y_i^* Y_i})^{-1} \underline{Y_i^* \underline{z}}$$

Dabei ist <u>Y'Y</u> eine Kreuzkorrelationsmatrix und <u>Y'z</u> ein

Kreuzkorrelationsvektor. Zur Lösung des oben stehenden Gleichungssystems sind verschiedene iterative oder blockorien-

Sind die Parameter $\overline{a_i}$ bestimmt, so werden sie zur Verbesserung einer Faltungsmatrix $\underline{Y_{i+1}}$ verwendet.

Bei der bisherigen Betrachtung wurde implizit eine Abtastrate des A/D-Wandlers vorausgesetzt, die der des interpolierten Signals entspricht. Ist jedoch der A/D-Wandler in seiner maximalen Abtastrate beschränkt, so sind nur bestimmte Zeilen aus dem oben angegebenen Gleichungssystem verfügbar. Ungeachtet dessen erfolgt die Berechnung der Parameter anhand obiger Darstellung, da das verwendete Gleichungssystem vollständig bestimmt bleibt.

Die Parameter bleiben auch vollständig bestimmt, wenn nur ein reeller A/D-Wandler vorliegt, also nur ein unterabgetasteter Realteil des oben genannten Gleichungssystems verwendet wird.

Bei einem alternativen zweiten Lösungsansatz wird mit gerin-15 gerem Implementierungsaufwand folgende Beziehung zugrunde gelegt:

$$\begin{split} \widehat{z}(k-m) &= \sum_{\mu} \widetilde{\alpha}_{\nu,l} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} y(k-L-\nu-\mu) \right] + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \left| y(k-\nu-\mu) \right|^2 y(k-\nu-\mu) \right] \\ &+ \sum_{\nu} \beta_{5,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \left| y(k-\nu-\mu) \right|^4 y(k-\nu-\mu) \right] + \dots \\ &+ \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} \left[\sum_{\mu} \overline{\alpha}_{\mu,l-1} \left| y(k-\nu-\mu) \right|^2 y(k-1-\nu-\mu) \right] + \dots \end{split}$$

20 wobei mit dem Vektor

$$\left[\frac{\widetilde{\alpha}_i}{\beta_i}\right]$$

ebenfalls eine Lösung im Sinne eines minimalen Fehlerquadrats bestimmbar ist.

25

Mit der Faltungsbeziehung

$$\overline{\alpha}_{\mu,i} = \widetilde{\alpha}_{\mu,i} * \overline{\alpha}_{\mu,i-1}$$

sind die Parameter $\overline{\alpha}_{\mu,l}$ berechenbar. Da es sich bei den Parametern $\widetilde{\alpha}(k)$ nur um Abweichungen der geschätzten Impulsantwort des Empfangsfilters handelt, ist hier eine Schätzung weniger Parameter ausreichend.

Wesentlich ist, dass bei beiden Lösungsansätzen ein linearer Teil des durch die Parameter β beschriebenen Modells auf eine einfache Zeitverzögerung reduziert wird und dass die Schätzung auch mit einer reduzierten Abtastrate des A/D-Wandlers durchführbar ist.

Durch den obigen Iterationsprozess wird ein linearer Amplitudenfaktor auf einen Wert=l normiert und in die Parameter α

15 überführt. Als Ergebnis ergibt sich das in FIG 4 dargestellte
Modell einer gedächtnisbehafteten Nichtlinearität.

Beispielhaft wurde als Basisfunktion eine Laurentreihe besonders vorteilhaft verwendet, wobei jedoch auch andere Basisfunktionen als Polynome ohne Einschränkungen verwendbar sind.

Dabei sind anstelle der kombinierten Betragsbildungs/ Multiplikations-Einrichtungen BBE21 bis BBE2i je nach Reihenentwicklung auch getrennte Betragsbildungs- und/oder Multiplikations-Einrichtungen verwendbar.

FIG 5 zeigt ein Implementierungsbeispiel mit Formeln zur in FIG 4 beschriebenen Parameterschätzung.

Dabei werden Hilfssignale $\tilde{y}_0(k)$ bis $\tilde{y}_1(k)$ folgendermaßen berechnet: Das digitale Eingangssignal y(k) gelangt einerseits direkt und andererseits über Betragsbildungs-/Multiplikationsstufen zu FIR-Filtern.

5

10

Alle Parameter $\overline{\alpha}_{\eta}$ der verwendeten FIR-Filter sind jeweils gleich und stellen eine Approximation des Frequenzganges des Empfangsfilters RxF2 dar. Unterschiedlich zeitverzögert werden sie zusammen mit dem bestimmbaren Ausgangssignal $\overline{z}(k)$ in einer Matrix-Vektor-Berechnungseinheit verwendet, wobei eine Autokorrelationsmatrix $R_{\overline{p}}(i,j)$ bzw. ein Kreuzkorrelationsvektor $r_{\overline{p}}(i)$ berechnet wird. Es wird ein Unterabtastfaktor u eingeführt, mit dem die Abtastfrequenz des A/D-Wandlers gegenüber der Abtastfrequenz des D/A-Wandlers reduziert betrieben werden kann.

FIG 6 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung.

Vergleichend zu FIG 2 gelangt das Basisbandeingangssignal BBIS über eine Interpolationseinrichtung INT01 als Eingangssignal $\mathbf{x}_1(\mathbf{k})$ sowohl an einen als Hauptzweig bezeichneten ersten Zweig ZW1 als auch an weitere dazu parallele, als Nebenzweige bezeichnete Zweige ZW2 bis ZWn.

25

Der Hauptzweig und die Nebenzweige repräsentieren dabei die in FIG 2 beschriebene Einrichtung zur Vorverzerrung PRE2.

Mit j=1 beinhaltet der erste Zweig ZW1 seriell aufeinander
folgend eine Vorverzerrungseinrichtung PRE11, die keine Gedächtniseffekte bzw. Memory-Effekte des Sendeleistungsverstärkers berücksichtigt, ein digitales Tiefpassfilter TPF11

WO 2004/100482 PCT/EP2004/050425

19

und eine Verzerrungseinrichtung DIS11, die Memory-Effekte berücksichtigt. Das Eingangssignal $x_i(k)$ gelangt über die Vorverzerrungseinrichtung PRE11 als Signal $x_{ip}(k)$ an das Tiefpassfilter TPF11. Dessen Ausgangssignal gelangt als Signal $x_{ip10}(k)$ über die Verzerrungseinrichtung DIS11 als Signal $\hat{y}_0(k)$ an einen zweiten Zweig ZW2.

Mit 2≤j≤n-1 weist ein j-ter Zweig ZWj jeweils seriell aneinandergeschaltet folgende Komponenten auf: eine Verzögerungseinrichtung DELjl, einen ersten Addierer ADjl, eine Vorverzerrungseinrichtung PREjl, die keine Memory-Effekte berücksichtigt, ein digitales Tiefpassfilter TPFjl, einen zweiten Addierer ADj2 und eine Verzerrungseinrichtung DISj1, die Memory-Effekte berücksichtigt.

15

20

Mit j=n beinhaltet der n-te Zweig ZWn lediglich eine Serienschaltung mit einer Verzögerungseinrichtung DELn1, einem ersten Addierer ADn1, eine Vorverzerrungseinrichtung PREn1, die keine Memory-Effekte berücksichtigt, ein digitales Tiefpassfilter TPFn1 und einen zweiten Addierer ADn2.

Mit 2≤j≤n ist das Eingangssignal x₁(k) eingangsseitig an die Verzögerungseinrichtung DELj1 des j-ten Zweiges ZWj angeschaltet. Die Verzögerungseinrichtung DELj1 ist ausgangsseitig mit einem ersten Eingang des ersten Addierers ADj1 verbunden, wobei hier durch Addition ein Fehlersignal gebildet wird. Der erste Addierer ADj1 ist ausgangsseitig mit einem ersten Eingang der Vorverzerrungseinrichtung PREj1 verbunden, dem das gebildete Fehlersignal zugeführt wird. Der Vorverzerrungseinrichtung PREj1 ist ausgangsseitig das Tiefpassfilter TPFj1 nachgeschaltet, das ausgangsseitig mit einem ersten Eingang des zweiten Addierers ADj2 verbunden ist.

Mit 2≤j≤n ist der zweite Addierer ADj2 des j-ten Zweiges ZWj ausgangsseitig einerseits direkt mit einem zweiten Eingang des zweiten Addierers AD(j+1)2 eines nachfolgenden Zweigs ZWj+1 und mit einem zweiten Eingang der Vorverzerrungseinrichtung PRE(j+1)1 des nachfolgenden j+lten Zweiges ZWj+1 verbunden. Andererseits ist er über die Verzerrungseinrichtung DISj1 des j-ten Zweiges ZWj mit einem zweiten Eingang des ersten Addierers AD(j+1)1 des j+lten Zweiges ZWj+1 verbunden.

Mit j=2 ist beim j-ten Zweig ZWj der zweite Eingang des zweiten Addierers ADj2 und der zweite Eingang der Vorverzerrungseinrichtung PREj1 mit einem Ausgang des Tiefpassfilters TPF11
des ersten Zweiges ZWl verbunden, während der zweite Eingang
des ersten Addierers ADj1 mit einem Ausgang der Verzerrungseinrichtung DIS11 des ersten Zweiges ZWl verbunden ist.

Mit 1≤j≤n-1 wird durch die Verzerrungseinrichtungen DISj1 eines j-ten Zweigs ZWj ein negiertes Schätzsignal des Sendeleistungsverstärkers gebildet und an den zweiten Eingang des ersten Addierers AD(j+1)1 des jeweils nachfolgenden Zweigs übergeben.

25 Ein mittels zweiten Addierer ADn2 des n-ten Zweiges ZWn gebildetes Summensignal gelangt über ein digitales Tiefpassfilter TPFout als vorverzerrtes Signal y(k) an den nachfolgenden Sendeleistungsverstärker. Benötigt der verwendete D/A-Wandler eine geringe Abtastrate, so kann hier eine Dezimation der Abtastrate vorgenommen werden.

Die hier gezeigten Vorverzerrungseinrichtungen PRE11 bis PREn1 realisieren im Hinblick auf eine einfache Implementie-

rung eine statische Vorverzerrung mit einer nichtlinearen Kennlinie. Dabei werden Gedächtniseffekte des Sendeleistungsverstärkers nicht berücksichtigt. Die Kennlinie der statischen Vorverzerrung wird durch die oben genannten Parameter β bestimmt.

Beispielsweise ist mit

$$\chi_1 = 1$$
, $\chi_3 = \sum_{\nu} \beta_{3,\nu}$, $\chi_5 = \sum_{\nu} \beta_{5,\nu}$, ...

10

eine Potenzreihenentwicklung berechenbar, die eine mittlere AM-AM und AM-PM-Charakteristik des Sendeleistungsverstärkers beispielsweise bei einer Mittenfrequenz beschreibt. Diese Kennlinie wird beispielsweise invertiert auf die interpolierten Eingangsdaten $\mathbf{x}_1(k)$ angewendet.

Das vorverzerrte Signal x_{ip}(k) hat typischerweise eine höhere Bandbreite als ein einzusetzender D/A-Wandler. Deshalb wird die Bandbreite des vorverzerrten Ausgangssignals y(k) aus FIG 6 auf die Bandbreite des zu sendenden Mehrträgersignals zuzüglich einem Frequenzbereich an den Bandgrenzen reduziert. Besonders vorteilhaft werden hierzu die oben genannten Tiefpassfilter TPF11 bis TPFn1 mit gleichem Frequenzgang wie ein später zur Bandbegrenzung des Eingangssignals verwendeter D/A-Wandler verwendet.

Durch die Bandbegrenzung erfährt das vorverzerrte Signal $\kappa_{ip}(k)$ eine Degradation. Insbesondere höhere Frequenzanteile werden nicht korrekt vorverzerrt. Das oben beschrieben Fehlersignal wird anhand einer geschätzten gedächtnisbehafteten Übertragungsfunktion des Sendeleistungsverstärkers im Vergleich mit dem gesendeten und dem entsprechend zeitverzögerten Signal ermittelt.

30

Abschließend betrachtet, werden durch die ersten Addierer AD21 bis ADn1 jeweils Fehlersignale "error signal" gebildet, die letztendlich dem jeweiligen zweiten Addierer AD22 bis ADn2 des zugeordneten Zweiges zugeführt werden. Die Verzerrungseinrichtungen DIS11 bis DIS31 hingegen bilden ein geschätztes Ausgangssignal "output signal" des Sendeleistungsverstärkers, wobei das geschätzte Ausgangssignal "output signal" unter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sende-10 leistungsverstärkers gebildet wird. Die zweiten Addierer AD22 bis ADn2 bilden ausgangsseitig ein anteiliges Signal y(k), das kaskadenförmig bis zum letzten Zweig ZWn jeweils durch Addition ergänzt wird, wobei nach der ausgangsseitigen Filterung mittels Tiefpassfilter TPFout das Signal y(k) gebildet wird. Dabei wird das gezeigte Signal $x_{ipl0}(k)$ des ersten Zweigs ZWl ebenfalls als anteiliges Signal y(k) betrachtet, das an den nachfolgenden Zweig ZW2 übergeben wird.

Hier bzw. nachfolgend als Tiefpassfilter ausgestaltete digi-20 tale Filter können ebenso als Bandpassfilter ausgestaltet sein.

FIG 7 zeigt ein auf einer vereinfachten Laurent-Reihenentwicklung basierendes Ersatzschaltbild der in FIG 6 dargestellten Verzerrungseinrichtungen DISj1 mit 1≤j≤n-1.

Wie in FIG 4 beschrieben wird hier vorausgesetzt, dass bei der gedächtnisbehafteten Modellierung des Sendeleistungsverstärkers ein linearer Anteil abtrennbar ist und bei der Beschreibung eines nichtlinearen Anteils eine einfache Zeitverzögerung verwendet wird. Diese wird mittels einer Verzögerungseinrichtung VZE31 realisiert, die um insgesamt L Zeiteinheiten verzögert.

Stellvertretend für alle anderen Verzerrungseinrichtungen DISj1 betrachtet, gelangt bei der Verzerrungseinrichtung DIS11 des ersten Zweiges ZW1 ein Eingangssignal x_{ip10}(k) einerseits direkt über die Verzögerungseinrichtung VZE31 an einen Addierer ADD30 und andererseits über mehrere Betragsbildungs- und/oder Multiplikations-Einrichtungen BBE31 bis BBE3i an FIR-Filter FIR31 bis FIR3i, die den Betragsbildungs- und/oder Multiplikations-Einrichtungen BBE31 bis BBE3i einzeln nachgeschaltet sind.

Die FIR-Filter FIR31 bis FIR3i sind ausgangsseitig mit dem Addierer ADD30 verbunden, mit dessen Hilfe das in FIG 6 dargestellte Signal $\hat{y}_0(k)$ gebildet wird. Zur Berechnung des Signals $\hat{y}_0(k)$ wird auf die in FIG 4 beschriebenen entsprechenden Formeln verwiesen.

Dadurch, dass der lineare Anteil des Sendeleistungsverstärkers gemäß FIG 6 und FIG 7 nur als Zeitverzögerungseinrichtung VZE31 realisiert wird, ist sichergestellt, dass sich lineare Signalanteile auslöschen.

Verbleibende nichtlinearen Signalanteile sind wesentlich kleiner als die linearen Signalanteile, weshalb eine Klein25 signalnäherung vorausgesetzt wird. Abhängig von einer Amplitude des durch die Vorverzerrungseinrichtungen vorverzerrten Signals ändert sich die Verstärkung des Fehlersignals in der jeweils nachfolgenden Vorverzerrungseinrichtung bzw. Verzerrungseinrichtung, wobei das Fehlersignal zum ursprünglich vorverzerrten Signal addiert wird - im Vergleich mit den Vorverzerrungseinrichtungen PREj1, j=2, ..., n, aus FIG 6.

FIG 8 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung unter Verzicht einer in FIG 6 vorgenommenen Vorverzerrung von Fehlersignalen, unter der Annahme einer Anzahl von m Zweigen mit m≥n.

5

Vergleichend zu FIG 6 gelangt das Basisbandeingangssignal BBIS über eine Interpolationseinrichtung INTO1 als Eingangssignal $x_1(k)$ sowohl an einen als Hauptzweig bezeichneten ersten Zweig ZWG1 als auch an weitere dazu parallele, als Nebenzweige bezeichnete Zweige ZWG2 bis ZWGm.

Mit j=1 beinhaltet der erste Zweig ZWG1 seriell aufeinanderfolgend eine Vorverzerrungseinrichtung PR11, die als zeitinvariante Vorverzerrung realisiert wird, ein digitales Tiefpassfilter TP11 und eine Verzerrungseinrichtung DS11, die Memory-Effekte berücksichtigt. Das Eingangssignal $x_1(k)$ gelangt über die Vorverzerrungseinrichtung PR11 als Signal $x_{ip}(k)$ an das Tiefpassfilter TP11. Dessen Ausgangssignal gelangt als Signal $x_{ip10}(k)$ über die Verzerrungseinrichtung DS11 als Signal $\hat{y}_0(k)$ an einen zweiten Zweig ZWG2.

Mit 2≤j≤m-1 weist ein j-ter Zweig ZWGj jeweils eine Verzögerungseinrichtung DLjl, einen ersten Addierer Ajl, einen zweiten Addierer Aj2, ein digitales Tiefpassfilter TPjl und eine Verzerrungseinrichtung DSjl, die Memory-Effekte berücksichtigt, auf.

Mit j=m beinhaltet der m-te Zweig ZWm lediglich eine Verzögerungseinrichtung DLml, einen ersten und einen zweiten Addie30 rer Aml bzw. Am2 und ein digitales Tiefpassfilter TPml.

Mit 2≤j≤m ist das Eingangssignal x₁(k) eingangsseitig an die Verzögerungseinrichtung DLj1 des j-ten Zweiges ZWGj angeschaltet. Die Verzögerungseinrichtung DLj1 ist ausgangsseitig mit einem ersten Eingang des ersten Addierers Aj1 verbunden, der durch Addition ein Fehlersignal bildet. Der erste Addierer Aj1 ist ausgangsseitig mit einem Eingang des Tiefpassfilters TPj1 verbunden, dem das gebildete Fehlersignal zugeführt wird. Der Tiefpassfilter TPj1 ist ausgangsseitig mit einem ersten Eingang des zweiten Addierers Aj2 verbunden.

10

Mit 2≤j≤m-1 ist der zweite Addierer Aj2 des j-ten Zweiges ZWGj ausgangsseitig einerseits direkt mit einem zweiten Eingang des zweiten Addierers A(j+1)2 eines nachfolgenden j+1ten Zweiges ZWGj+1 verbunden. Andererseits ist er über die Verzerrungseinrichtung DSj1 des j-ten Zweiges ZWGj mit einem zweiten Eingang des ersten Addierers A(j+1)1 des j+1 ten Zweiges ZWGj+1 verbunden.

Mit j=2 ist beim j-ten Zweig ZWGj der zweite Eingang des

zweiten Addierers Aj2 mit einem Ausgang des Tiefpassfilters

TP11 des ersten Zweiges ZWG1 verbunden, während der zweite

Eingang des ersten Addierers Aj1 mit einem Ausgang der Ver
zerrungseinrichtung DS11 des ersten Zweiges ZWG1 verbunden

ist.

25

Mit 1≤j≤m-1 wird durch die Verzerrungseinrichtungen DSj1 einnes j-ten Zweigs ZWj ein negiertes Schätzsignal des Sendeleistungsverstärkers gebildet und an den jeweils nachfolgenden j+1ten Zweig ZWj+1 übergeben.

30

Ein mittels des zweiten Addierers Am2 des m-ten Zweiges ZWm gebildetes Summensignal gelangt über ein digitales Tiefpassfilter TPout als vorverzerrtes Signal y(k) an den nachfolgenden Sendeleistungsverstärker. Eine Dezimation bzw. Reduzierung der Abtastrate ist hier für den Fall durchführbar, dass der D/A-Wandler eine geringe Abtastrate aufweisen soll.

Abschließend betrachtet, werden durch die ersten Addierer A21 bis Aml jeweils Fehlersignale "error signal" gebildet, die letztendlich dem jeweiligen zweiten Addierer A22 bis Am2 des zugeordneten Zweiges zugeführt werden. Die Verzerrungseinrichtungen DS11 bis DS31 hingegen bilden ein geschätztes Ausgangssignal "output signal" des Sendeleistungsverstärkers, 10 wobei das geschätzte Ausgangssignal "output signal" unter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers gebildet wird. Die zweiten Addierer A22 bis Am2 bilden ausgangsseitig ein anteiliges Signal y(k), das kaskadenförmig bis zum letzten Zweig ZWGm jeweils durch Addition er-15 gänzt wird, wobei nach der ausgangsseitigen Filterung mittels Tiefpassfilter TPout das Signal y(k) gebildet wird. Dabei wird das gezeigte Signal x_{ipl0}(k) des ersten Zweigs ZWG1 ebenfalls als anteiliges Signal y(k) betrachtet, das an den nachfolgenden Zweig ZWG2 übergeben wird.

FIG 9 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung unter Verzicht einer in FIG 7 vorgenommenen Vorverzerrung des Eingangssignals, unter der Annahme einer Anzahl von p Zweigen mit p≥m.

Abschließend betrachtet, werden durch die ersten Addierer AT21 bis ATp1 jeweils Fehlersignale "error signal" gebildet, die letztendlich dem jeweiligen zweiten Addierer AT22 bis ATp2 des zugeordneten Zweiges zugeführt werden. Die Verzerrungseinrichtungen D11 bis D31 hingegen bilden ein geschätz-

rungseinrichtungen D11 bis D31 hingegen bilden ein geschätztes Ausgangssignal "output signal" des Sendeleistungsverstärkers, wobei das geschätzte Ausgangssignal "output signal" un-

ter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers gebildet wird. Die zweiten Addierer AT22 bis ATp2 bilden ausgangsseitig ein anteiliges Signal y(k), das kaskadenförmig bis zum letzten Zweig Zp jeweils durch Addition ergänzt wird, wobei nach der ausgangsseitigen Filterung mittels Tiefpassfilter Tout das Signal y(k) gebildet wird. Dabei wird das gezeigte Signal $x_1(k)$ des ersten Zweigs Z1 ebenfalls als anteiliges Signal y(k) betrachtet, das an den nachfolgenden Zweig Z2 übergeben wird.

10

FIG 10 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild mit zwei Sendeleistungsverstärkern zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung.

- Die oben beschriebenen Vorgehensweisen sind anhand eines Systems mit einem Ausgangssignal dargestellt worden. Sie lassen sich ohne Einschränkung auf ein System mit mehreren Leistungsverstärkern verallgemeinern.
- 20 FIG 11 zeigt vergleichend zu FIG 10 ein vereinfachtes prinzipielles Blockschaltbild als zeitdiskretes Ersatzsystem zur Anwendung der erfindungsgemäßen Anordnung.
- Analog zu der in FIG 10 dargestellten Ableitung wird ein erveitertes Gleichungssystem bestimmt, das Parameter des Modells für die beiden in FIG 10 dargestellten Leistungsverstärker identifiziert.

28

Es gilt:

$$\begin{bmatrix} \frac{\alpha_{0,l}}{\beta_{0,l}} \\ \frac{\alpha_{1,l}}{\alpha_{1,l}} \end{bmatrix} = (\overline{\underline{Y}}_{\underline{l}}^* \underline{Y}_{\underline{l}})^{-1} \underline{Y}_{\underline{l}}^* \underline{z}$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems beschreibt das Optimum im Sinne eines minimalen Fehlerquadrates. Der oben dargestellte Iterationsprozeß zur Optimierung der Parameter α wird entsprechend durchgeführt.

FIG 12 zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Anordnung bei Verwendung zweier Sendeleistungs-10 verstärker.

Wie hier dargestellt, wird das komplexe digitale Basisbandeingangssignal geteilt, es werden nachfolgend je zwei Verbindungslinien angegeben. Zu den hier dargestellten Funktionsblöcken ist folgendes anzumerken:

Funktionsblock "predistortion, no memory effects":

Das Verhalten ist völlig analog zum in FIG 6 geschilderten eindimensionalen Fall. Lediglich sind abweichend dazu zwei Parametersätze berechenbar, mit deren Hilfe aus zwei Eingangssignalen zwei Ausgangssignale berechnet werden.

Funktionsblöcke "interpolation", " digital low pass filter" und "decimation":

Die Berechnung für die zwei Eingangssignale und für die zwei Ausgangssignale erfolgt in zwei voneinander unabhängigen Tiefpassfiltern, die einen gleichen Frequenzgang aufweisen.

WO 2004/100482

29

Funktionsblock "distortion including memory effects": Ein Gesamtmodell kombiniert die beiden Eingangssignale zu einem gemeinsamen Ausgangssignal.

5 Darüber hinaus wird ein neuer Funktionsblock "signal partitioning" eingeführt, mit dessen Hilfe das Fehlersignal auf die beiden Leistungsverstärker aufgeteilt wird.

Dabei ist besonders vorteilhaft, wenn ein erster Sendeleistungsverstärker mit hoher Eingangsleistung und mit hohem Wirkungsgrad realisiert wird, wodurch starke Verzerrungen erzeugt werden, während ein zweiter Sendeleistungsverstärker
mit geringerem Wirkungsgrad betrieben wird, der nur Spitzenwerte zur Korrektur des Fehlersignals übernimmt.

15

Vereinfachungen, wie sie in den Figuren FIG 8 und FIG 9 dargestellt sind, sind analog durchzuführen.

Zusätzlich ist es besonders vorteilhaft, geschätzte Parameter zur Vorverzerrung abhängig von bestimmten Kenngrößen, wie beispielsweise der Leistung des Eingangssignals, der Temperatur des Leistungsverstärkers oder der Betriebsspannung, in eine Tabelle abzuspeichern. Diese Parameter stehen somit situationsabhängig durch einen Ladevorgang jederzeit schnell

25 zur Verfügung.

10

Patentansprüche

- Anordnung zur Bildung eines vorverzerrten Signals y(k) aus einem interpolierten breitbandigen Signal x(k) im Basisband für einen Sendeleistungsverstärker (AMP2), mit insgesamt n kaskadierten Zweigen (Z1, Z2, Zp),
 - bei der mit 1≤j≤n-1 jeder j-te Zweig eine Verzerrungseinrichtung (D11, D21, D31) beinhaltet, an deren Ausgang ein geschätztes Ausgangssignal (output signal) des Sendeleistungsverstärkers anliegt, wobei das geschätzte Ausgangssignal (output signal) unter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers gebildet wird,
- bei der mit 2≤j≤n ein j-ter Zweig (Z2, Z3, Zp) einen 15 ersten Addierer (AT21, AT31, ATp1), einen zweiten Addierer (AT22, AT32, ATp2) eine Verzögerungseinrichtung (DV21, DV31, DVp1) und ein digitales Filter (T21, T31, Tp1) aufweist, die derart geschaltet sind, dass dem ersten Addierer (AT21, AT31, ATpl) zur Bildung eines Feh-20 lersignals (error) eingangsseitig sowohl das Signal x(k) über die Verzögerungseinrichtung (DV21, DV31, DVp1) als auch das geschätzte Ausgangssignal (output signal) des j-1ten Zweigs zugeführt ist, dass dem zweiten Addierer (AT22, AT32, ATp2) zur anteiligen Bildung des Signals y(k) eingangsseitig sowohl das Fehlersignal (error sig-25 nal) über das Filter (T21, T31, Tp1) als auch das anteilig gebildete Signal y(k) des j-lten Zweigs zugeführt ist,
- bei der mit 2≤j≤n-1 beim j-ten Zweig der zweite Addierer 30 (AT22, AT32, ATp2) ausgangsseitig mit dem Eingang der Verzerrungseinrichtung (D21, D31) verbunden ist, und

WO 2004/100482 PCT/EP2004/050425

31

- bei der der Verzerrungseinrichtung (D11) des ersten
 Zweigs (Z1) das Signal x(k) als anteiliges Signal y(k)
 eingangsseitig zugeführt ist.
- 5 2. Anordnung nach Anspruch 1, bei der der zweite Addierer des n-ten Zweigs ausgangsseitig mit einem nachgeschalteten Filter (TPout) verbunden ist, der das vorverzerrte Signal y(k) bildet.
- 3. Anordnung nach Anspruch 2, bei der das nachgeschaltete Filter (TPout) zur Dezimation einer Abtastrate des vorverzerrten Signals y(k) ausgestaltet ist.
- 4. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der im ersten Zweig (ZW1) eine Serienschaltung, bestehend aus einer Vorverzerrungseinrichtung (PRE11) und aus einem digitalen Filter (TPF11), angeordnet ist, über die das Signal x(k) an die Verzerrungseinrichtung (DIS11) als anteiliges Signal y(k) gelangt, und bei der die Vorverzerrungseinrichtung (PRE11) eine statische Kennlinie ohne Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers (AMP1) aufweist.
- 5. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der jeweils zwischen dem ersten Addierer (AD21, AD31, ADn1) und dem nachfolgendem digitalen Filter (TPF21, TPF31, TPFn1) eine Vorverzerrungseinrichtung (PRE21, PRE31, PREn1) mit einer statischen Kennlinie ohne Berücksichtigung von Gedächtniseffekten angeordnet ist, die über einen zusätzlichen Eingang mit dem Eingang der Verzerrungseinrichtung (DIS11, DIS21, DIS31) des vorhergehenden Zweigs verbunden ist.

- 6. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der das jeweilige digitale Filter (TPF21, TPF31, TPFn1) als Tiefpassfilter oder Bandpassfilter ausgebildet ist.
- 5 7. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

ist, und

- bei der die jeweilige Verzerrungseinrichtung in einem ersten Zweig eine erste Verzögerungseinrichtung zur Verzögerung um L Zeiteinheiten sowie in weiteren Zweigen jeweils eine Serienschaltung mit einer Betragsbildungsund/oder Multiplikationseinrichtung und mit einem FIR-Filter beinhaltet und den Zweigen eingangsseitig jeweils ein Eingangssignal der Verzerrungseinrichtung zugeführt
- bei der die Zweige ausgangsseitig mit einem Addierer zur
 Bildung eines Ausgangssignals der Verzerrungseinrichtung verbunden sind.
- 8. Anordnung nach Anspruch 7, bei der die Verzerrungseinrichtung anhand folgender reduzierter Laurent-Reihen 20 entwicklung dimensioniert ist:

$$\begin{split} \widetilde{z}(k-m_1) &= y(k-l) + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{5,\nu} |y(k-\nu)|^4 y(k-\nu) + \dots \\ &+ \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-1-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k+1-\nu) + \dots \end{split}$$

mit y als Eingangssignal der Verzerrungseinrichtung, k als Zeiteinheit, β als Parameter und mit $\widetilde{z}(k-m_1)$ als Ausgangssignal der Verzerrungseinrichtung.

9. Anordnung nach Anspruch 8, bei der ein Iterationsprozeß mit mehrfacher Lösung im Sinne eines minimalen Fehlerquadrates mit Parametern α und β bestimmt ist durch:

5

$$\left\lceil \frac{\overline{\alpha}_i}{\beta_i} \right\rceil = (\underline{Y}_i^* \underline{Y}_i)^{-1} \underline{Y}_i^* \underline{z}$$

10. Anordnung nach Anspruch 8, bei der ein Iterationsprozeß mit mehrfacher Lösung im Sinne eines minimalen Fehlerquadrates mit Parametern α und β durch:

10

20

$$\left[\frac{\overline{\alpha}_{t}}{\beta_{t}}\right] = (\underline{\widetilde{Y}_{t}^{*}}\underline{\widetilde{Y}_{t}})^{-1}\underline{\widetilde{Y}_{t}^{*}}\underline{z}$$

und einer Faltungsbeziehung

$$\overline{\alpha}_{\mu,i} = \widetilde{\alpha}_{\mu,i} * \overline{\alpha}_{\mu,i-1}$$

15 bestimmt ist.

- 11. Anordnung nach einem der Ansprüche 8 bis 10, bei der die statische Kennlinie jeder Vorverzerrungseinrichtung durch die Parameter β derart bestimmt ist, dass eine Sendeleistungsverstärker-Charakteristik bei einer Mittenfrequenz invertiert beschrieben wird.
- 12. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der Ausgangssignale mehrerer Sendeleistungsverstärker zu einem Gesamtausgangssignal zusammengefasst sind, das zur Generierung bandbegrenzter Ansteuersignale verwendet wird.

- 13. Verfahren zur Bildung eines vorverzerrten Signals y(k) aus einem interpolierten breitbandigen Signal x(k) im Basisband für einen Sendeleistungsverstärker, mit insgesamt n kaskadierten Zweigen,
- 5 bei dem bei einem ersten Zweig das Signal x(k) als anteiliges Signal y(k) einer Signalverzerrung zur Bildung eines geschätzten Ausgangssignals des ersten Zweigs zugeführt wird, wobei die Signalverzerrung unter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers erfolgt,
 - bei dem mit 2≤j≤n in einem j-ten Zweig ein geschätztes Ausgangssignal (output signal) eines vorhergehenden j-1ten Zweigs mit dem zeitverzögerten Signal x(k) zu einem Fehlersignal (error signal) aufaddiert wird,
- bei dem mit 2≤j≤n in einem j-ten Zweig das Fehlersignal (error signal) gefiltert und mit einem anteilig gebildeten Signal y(k) eines vorhergehenden j-lten Zweigs zu einem anteiligen Signal y(k) des j-ten Zweigs aufaddiert wird, und
- bei dem mit 2≤j≤n-1 in einem j-ten Zweig das anteilig gebildete Signal y(k) des j-ten Zweigs einer Signalverzerrung zur Bildung des geschätzten Ausgangssignals des j-ten Zweigs zugeführt wird, wobei die Signalverzerrung unter Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers erfolgt.
 - 14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem beim n-ten Zweig das anteilige Signal y(k) gefiltert wird.
- 30 15. Verfahren nach Anspruch 13 oder 14, bei dem im ersten Zweig das Signal x(k) zur Bildung des anteiligen Signals y(k) vorverzerrt und gefiltert wird, wobei die Vorverzer-

35

rung ohne Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers durchgeführt wird.

- 16. Verfahren nach einem der Ansprüche 13 bis 15, bei dem jedes Fehlersignal (error signal) ohne Berücksichtigung von Gedächtniseffekten des Sendeleistungsverstärkers vorverzerrt zur Addition mit dem anteiligen Signal y(k) gelangt.
- 10 17. Verfahren nach einem der Ansprüche 13 bis 16, bei dem die Verzerrung anhand folgender reduzierter Laurent-Reihenentwicklung durchgeführt wird:

$$\widetilde{z}(k-m_1) = y(k-l) + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{3,\nu} |y(k-\nu)|^4 y(k-\nu) + \dots$$

$$+ \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k-1-\nu) + \sum_{\nu} \beta_{\overline{3},\nu} |y(k-\nu)|^2 y(k+1-\nu) + \dots$$

15

mit y als zu verzerrendes Eingangssignal, k als Zeiteinheit, mit β als Parameter und mit $\widetilde{z}(k-m_1)$ als verzerrtes Ausgangssignal.

20 18. Verfahren nach Anspruch 17, bei dem ein Iterationsprozeß mit mehrfacher Lösung im Sinne eines minimalen Fehler- quadrates mit Parametern α und β bestimmt wird durch:

$$\left[\frac{\overline{\alpha_i}}{\beta_i}\right] = (\underline{Y_i^* Y_i})^{-1} \underline{Y_i^*} \underline{z}$$

36

19. Verfahren nach Anspruch 17, bei dem ein Iterationsprozeß mit mehrfacher Lösung im Sinne eines minimalen Fehlerquadrates mit Parametern α und β durch:

$$\begin{bmatrix} \overline{\alpha_i} \\ \underline{\beta_i} \end{bmatrix} = (\underline{\widetilde{Y}_i^* \widetilde{Y}_i})^{-1} \underline{\widetilde{Y}_i^* \underline{z}}$$

5

und einer Faltungsbeziehung

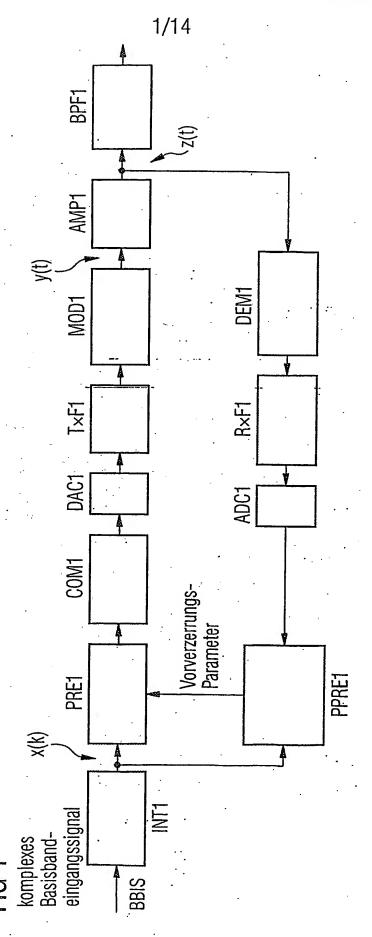
$$\overline{\alpha}_{\mu,i} = \widetilde{\alpha}_{\mu,i} * \overline{\alpha}_{\mu,i-1}$$

bestimmt wird.

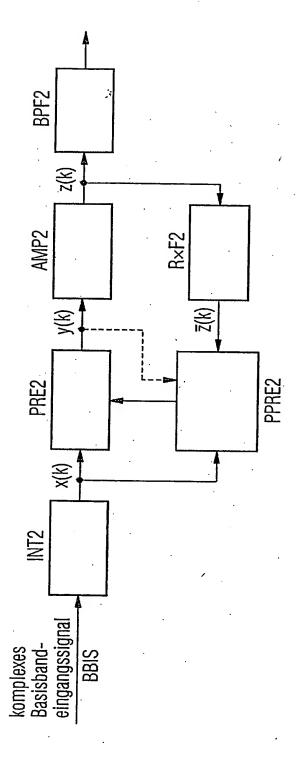
10

15

20. Verfahren nach einem der Ansprüche 17 bis 19, bei dem die statische Kennlinie jeder Vorverzerrungseinrichtung durch die Parameter β derart bestimmt wird, dass eine Sendeleistungsverstärker-Charakteristik bei einer Mittenfrequenz invertiert beschrieben wird.



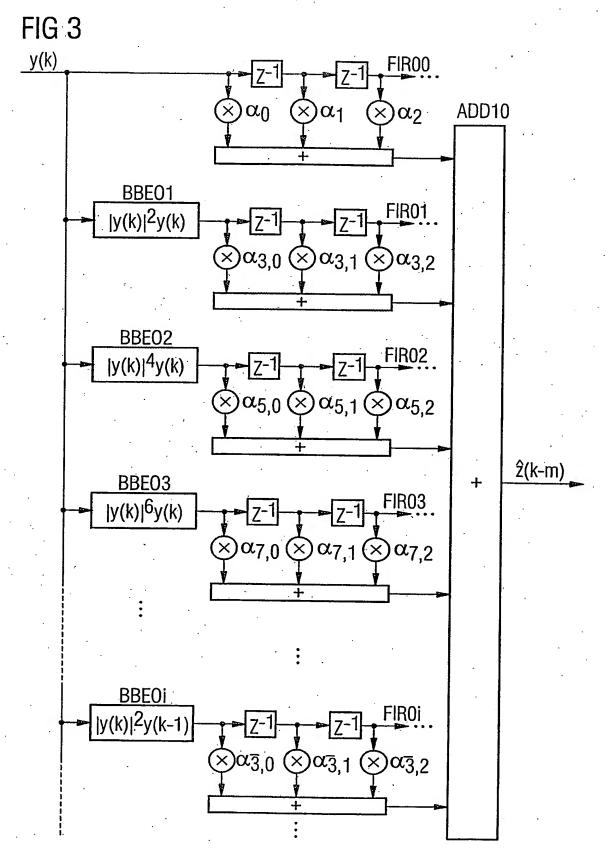
ERSATZBLATT (REGEL 26)



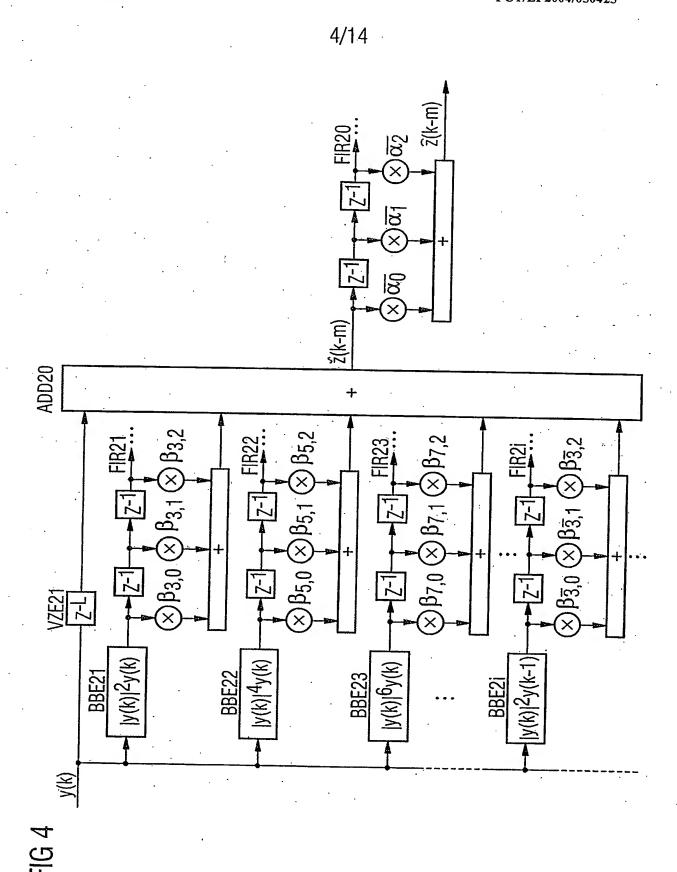
ERSATZBLATT (REGEL 26)

FIG 2

3/14



ERSATZBLATT (REGEL 26)



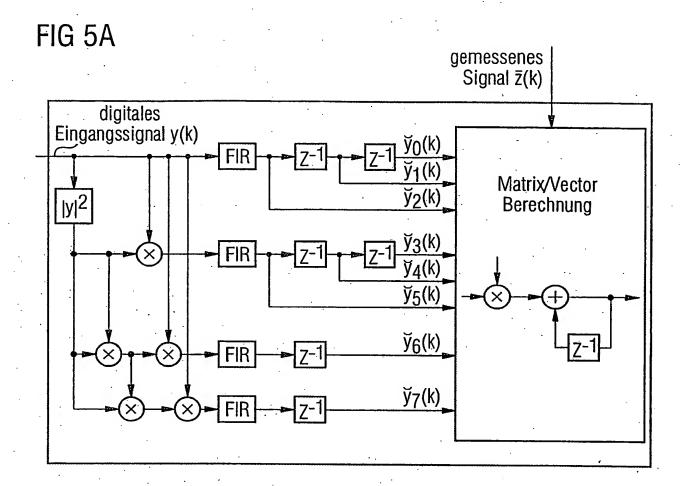


FIG 5B
$$\ddot{y}_{0}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} y(k-2-\eta)$$

$$\ddot{y}_{1}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} y(k-1-\eta)$$

$$\ddot{y}_{2}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} y(k-\eta)$$

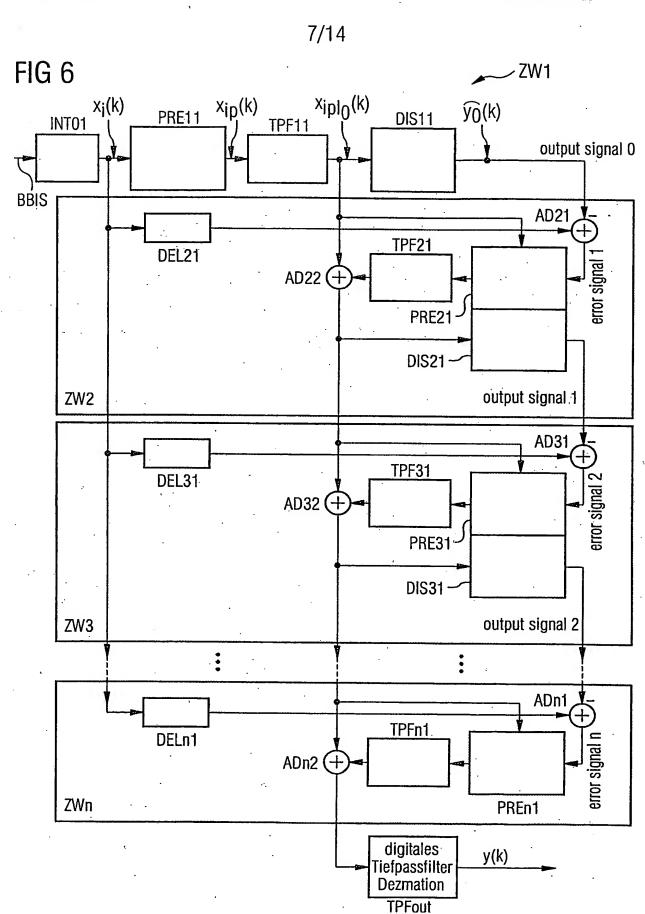
$$\ddot{y}_{3}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} |y(k-2-\eta)|^{2} y(k-2-\eta)$$

$$\ddot{y}_{4}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} |y(k-1-\eta)|^{2} y(k-1-\eta)$$

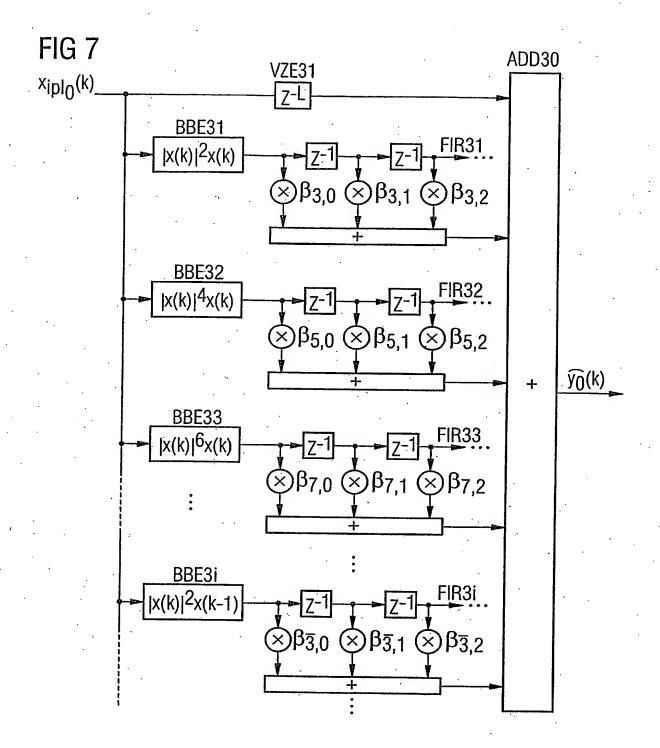
$$\ddot{y}_{5}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} |y(k-1-\eta)|^{2} y(k-1-\eta)$$

$$\ddot{y}_{6}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} |y(k-1-\eta)|^{4} y(k-1-\eta)$$

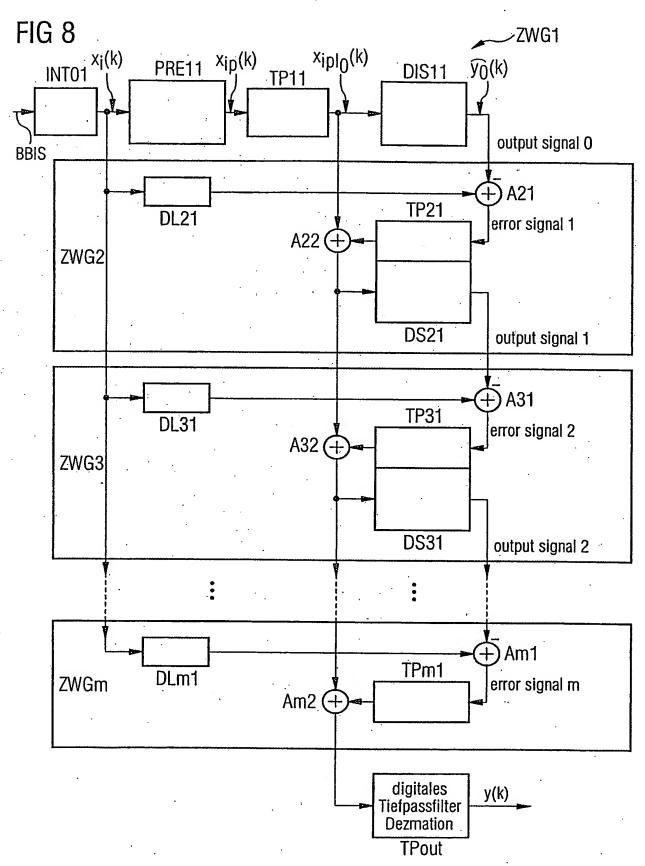
$$\ddot{y}_{7}(k) = \sum_{\eta=0}^{4} \overline{\alpha_{\eta}} |y(k-1-\eta)|^{6} y(k-1-\eta)$$



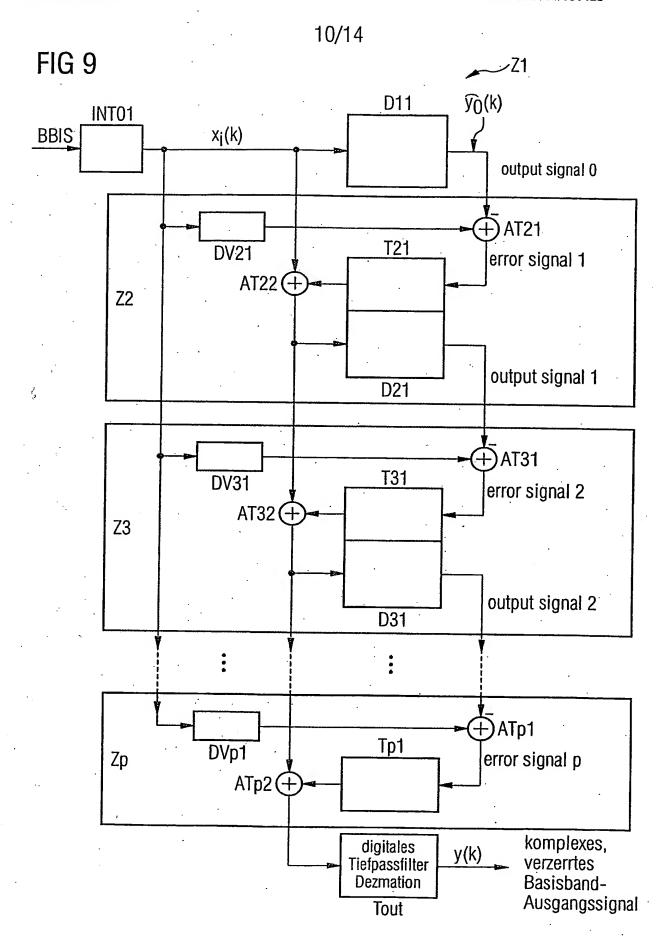
ERSATZBLATT (REGEL 26)



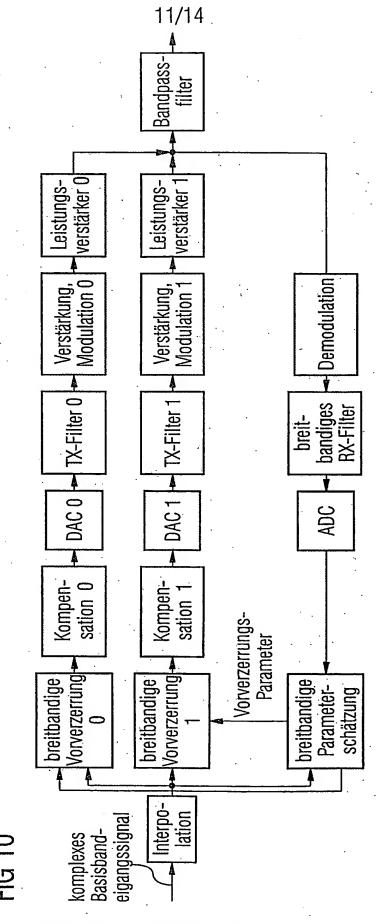




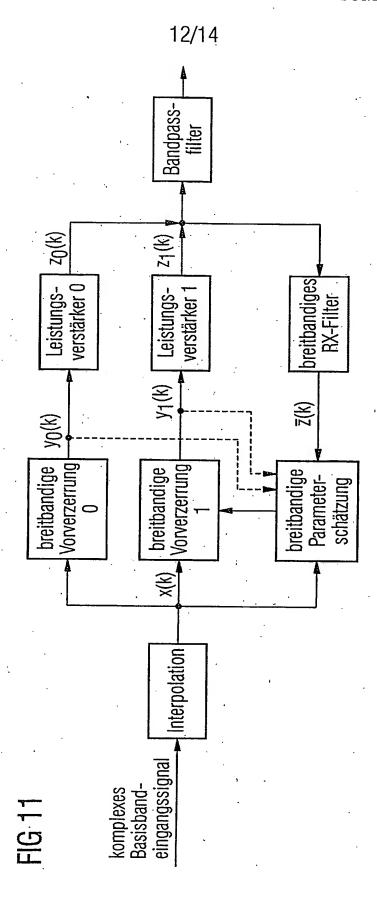
ERSATZBLATT (REGEL 26)

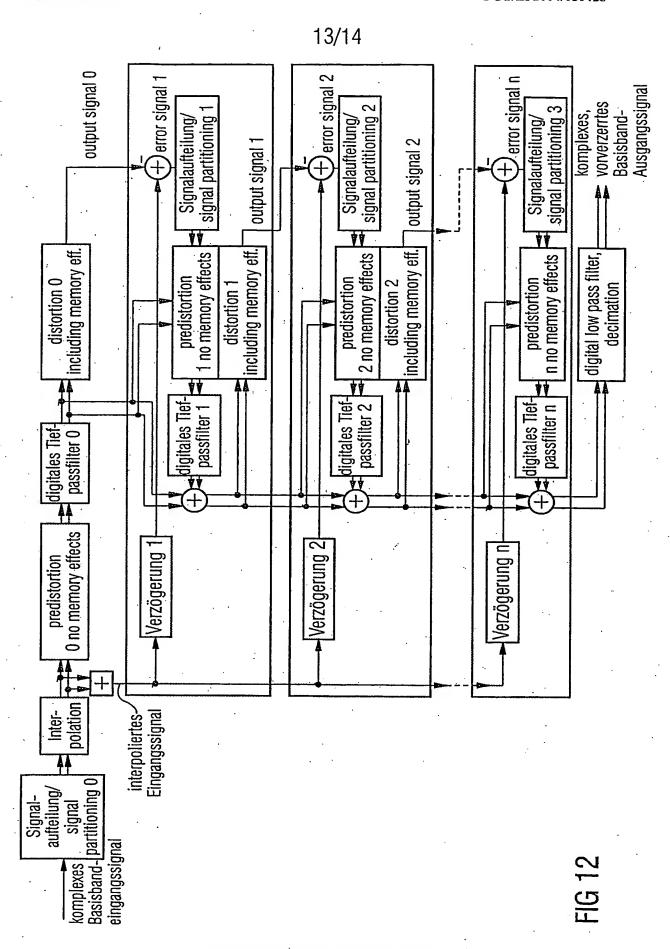


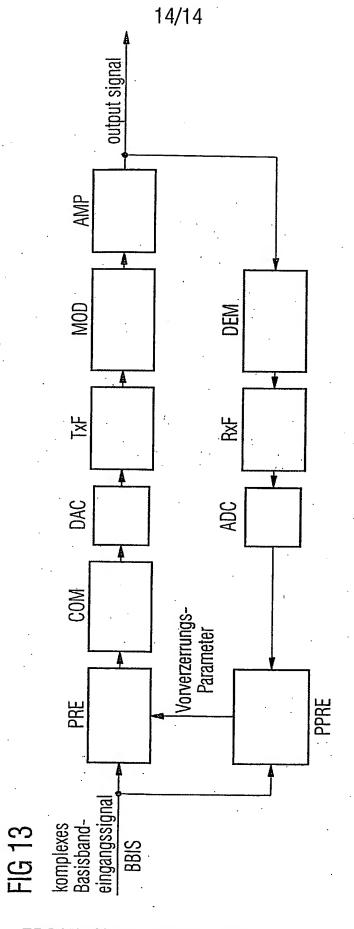
ERSATZBLATT (REGEL 26)



ERSATZBLATT (REGEL 26)

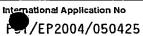






ERSATZBLATT (REGEL 26)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT



| | ·· | | ., |
|---------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| A. CLASSII IPC 7 | FICATION OF SUBJECT MATTER H04L27/36 | | |
| According to | International Patent Classification (IPC) or to both national classifica | ion and IPC | |
| | SEARCHED | | |
| Minimum do IPC 7 | currentation searched (classification system followed by classification HO4L HO3F | n symbols) | |
| Documentat | ion searched other than minimum documentation to the extent that su | ach documents are included in the fields so | earched . |
| Electronic d | ata base consulted during the International search (name of data bas | e and, where practical, search terms used |) |
| EPO-In | ternal, WPI Data | | |
| | | | |
| | ENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | - | |
| Category * | Chatlon of document, with indication, where appropriate, of the rele | vant passages | Relevant to claim No. |
| A | US 6 549 067 B1 (KENINGTON PETER) 15 April 2003 (2003-04-15) column 1, line 30 - column 2, lin column 3, line 1 - column 4, line column 6, line 49 - line 60 figures 1,2,6 | e 40 | 1–20 |
| A . | US 2002/027961 A1 (JOHANSSON BERN 7 March 2002 (2002-03-07) page 1, paragraph 1 page 1, paragraph 6 page 2, paragraph 23 - page 3, pa | | 1–20 |
| | figures 4-6 | | |
| Furt | her documents are listed in the continuation of box C. | Patent family members are listed | in annex. |
| "A" docume consic "E" earlier filing c "L" docume which citatio "O" docum | ent defining the general state of the art which is not dered to be of particular relevance document but published on or after the international date on the doubts on priority claim(s) or all the doubts on priority claim(s) or | "T" later document published after the Inte- or priority date and not in conflict with clied to understand the principle or th invention. "X" document of particular relevance; the cannot be considered novel or canno involve an inventive step when the do- "Y" document of particular relevance; the cannot be considered to involve an in document is combined with one or m ments, such combination being obvio | the application but early underlying the claimed invention to be common to be common to taken alone claimed invention ventive step when the one other such docu- |
| 'P' docum | ent published prior to the international filing date but | in the art. *& document member of the same patent | • • |
| Date of the | actual completion of the international search | Date of mailing of the international sea | arch report |
| ļ | 6 August 2004 | 22/09/2004 | |
| Name and | mailing address of the ISA European Patent Otco, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016 | Authorized officer Marzenke, M | |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No PEP2004/050425

| Patent document cited in search report | | Publication date | | Patent family member(s) | Publication date |
|-------------------------------------------|----|---------------------|----------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| US 6549067 | B1 | 15-04-2003 | GB AU CN DE DE EP WO JP | 2348755 A 3567700 A 1349679 T 60003902 D1 60003902 T2 1166433 A1 0060732 A1 2002541703 T | 11-10-2000 23-10-2000 15-05-2002 21-08-2003 03-06-2004 02-01-2002 12-10-2000 03-12-2002 |
| US 2002027961 | A1 | 07-03-2002 | SE AU EP SE WO | 517456 C2 8277301 A 1316145 A1 0003071 A 0221683 A1 | 11-06-2002 22-03-2002 04-06-2003 08-03-2002 14-03-2002 |

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen
Per/EP2004/050425

| A KLASSIF IPK 7 | FIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES H04L27/36 | · · · · · · · · · · · · · · · · · · · | | | | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------|--|--|--|
| No sh dar int | ernationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klas | sifikation und der IOV | · | | | |
| | RCHIERTE GEBIETE | Suration und dei IFK | | | | |
| | ter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbol | le) | | | | |
| IPK 7 | H04L H03F | | · | | | |
| Recherchier | te aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, so | weit diese unter die recherchierten Gebiete f | allen | | | |
| | · | | | | | |
| Während de | r internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Na | ame der Datenbank und evtl. verwendete S | uchbegriffe) | | | |
| EPO-Int | ternal, WPI Data | • | • | | | |
| | | | | | | |
| C. ALS WE | SENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN | | · · · · · · · · · · · · · · · · · · · | | | |
| Kategorie* | Bezeichnung der Veröffentlichung, soweil erforderlich unter Angabe | e der in Betracht kommenden Teile | Betr. Anspruch Nr. | | | |
| A | US 6 549 067 B1 (KENINGTON PETER) 15. April 2003 (2003-04-15) | | 1-20 | | | |
| | Spalte 1, Zeile 30 - Spalte 2, Ze | ile 40 | | | | |
| | Spalte 3, Zeile 1 - Spalte 4, Zei | 1e 43 | | | | |
| | Spalte 6, Zeile 49 - Zeile 60 Abbildungen 1,2,6 | | | | | |
| | Abbiiddigeii 1,2,0 | | | | | |
| Α ' | US 2002/027961 A1 (JOHANSSON BERN | T ET AL) | 1-20 | | | |
| | 7. März 2002 (2002–03–07) | | ., | | | |
| | Seite 1, Absatz 1 Seite 1, Absatz 6 | | | | | |
| | Seite 2, Absatz 23 - Seite 3, Abs | atz 35 | | | | |
| • , | Abbildungen 4-6 | | | | | |
| | | · | | | | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| | | · | , ,, | | | |
| | | : | ! | | | |
| | | | | | | |
| entn | ere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu ehmen | X Siehe Anhang Patentfamilie | · | | | |
| | e Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : ntlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, | T Spätere Veröffentlichung, die nach dem oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht | worden ist und mit der | | | |
| aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden | | | | | | |
| 'E' älleres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist 'X' Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung | | | | | | |
| *L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft er- scheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden | | | | | | |
| anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soil oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie kann nicht als auf erfinderischer Täligkeit beruhend betrachtet | | | | | | |
| ausgefunn) werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen 'O' Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und | | | | | | |
| eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht 'P' Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach den begegensehten Refertifisteratum veröffentlich vereinen Ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentlamilie ist | | | | | | |
| | eanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist Abschlusses der internationalen Recherche | Absendedatum des internationalen Rec | | | | |
| _ | | | | | | |
| | 6. August 2004 | 22/09/2004 | • | | | |
| Name und f | Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 | Bevollmächtigter Bediensteter | | | | |
| | NL — 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016 | Marzenke, M | • | | | |
| | FBC: (+31=70) 340=3010 | , | | | | |

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentliczenen, die zur seiben Patentfamilie gehören

internationales Aldenzeichen
Per/EP2004/050425

| Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokumer | nt | Datum der Veröffentlichung | | Mitglied(er) der Patentfamilie | Datum der Veröffentlichung |
|---------------------------------------------------|----|-------------------------------|----------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| US 6549067 | B1 | 15-04-2003 · | GB AU CN DE DE EP WO JP | 2348755 A 3567700 A 1349679 T 60003902 D1 60003902 T2 1166433 A1 0060732 A1 2002541703 T | 11-10-2000 23-10-2000 15-05-2002 21-08-2003 03-06-2004 02-01-2002 12-10-2000 03-12-2002 |
| US 2002027961 | A1 | 07-03-2002 | SE AU EP SE WO | 517456 C2 8277301 A 1316145 A1 0003071 A 0221683 A1 | 11-06-2002 22-03-2002 04-06-2003 08-03-2002 14-03-2002 |